



KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: **1020010051600 A**
 (43)Date of publication of application: **25.06.2001**

(21)Application number: **1020000066709**
 (22)Date of filing: **10.11.2000**

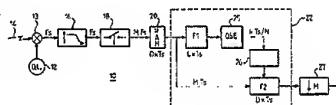
(71)Applicant: **KONINKLIJKE PHILIPS
ELECTRONICS N.V.**
 (72)Inventor: **BRAJAL AMERICO
CHOULY ANTOINE
LEGRAND DELPHINE**

(51)Int. Cl. **H04L 7/02**

(54) ESTIMATION OF OPTIMUM SAMPLING POINT IN TDMA PACKET TRANSMISSION SYSTEM

(57) Abstract:

PURPOSE: The estimation of optimum sampling point in tdma packet transmission system is provided to quickly restore an optimum sampling point of time by reducing the number of calculation times and the execution cost. CONSTITUTION: The sampling time estimation system(22) uses a polynomial interpolation of the over sampled(18) signal to determine the optimum sampling(22) time and apply a low pass digital Nyquist filter(F2) with coefficients determined(26) as a function of the delay.



copyright KIPO 2002

Legal Status

Date of request for an examination (20051110)
 Notification date of refusal decision (00000000)
 Final disposal of an application (registration)
 Date of final disposal of an application (20070321)
 Patent registration number (1007295470000)
 Date of registration (20070612)
 Number of opposition against the grant of a patent ()
 Date of opposition against the grant of a patent (00000000)
 Number of trial against decision to refuse ()
 Date of requesting trial against decision to refuse ()

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. ⁷ H04L 7/02	(11) 공개번호 (43) 공개일자	특2001-0051600 2001년06월25일
(21) 출원번호	10-2000-0066709	
(22) 출원일자	2000년11월10일	
(30) 우선권주장	9914182 1999년11월10일 프랑스(FR)	
(71) 출원인	코닌클리케 필립스 일렉트로닉스 엔.브이.	요트.게.아. 룰페즈
(72) 발명자	네델란드왕국, 마인드호펜, 그로네보르스베그 1 레그란드델핀	
	프랑스,75008파리,비디하우스만,152	
	브라질아메리코	
	프랑스,94290빌레네베-레-로미,루에엔-야쿠에스,54	
	초올리안토이네	
	프랑스,75014파리,루에데스마리니에르스,4	
(74) 대리인	이병호	

심사청구 : 없음

(54) 시분할 다중 접속 패킷 전송 시스템에서 최적 샘플링순간을 추정하는 방법

요약

본 발명은 다항식 터미널과 헤드 스테이션 사이에 전송 매체를 통해 TDMA 패킷을 전송하기 위한 시스템으로서, 수신기는 수신된 신호의 오버샘플링을 발행하며, 전송된 심벌에 대응하는 최적 샘플을 검색하는 시스템에 관한 것이다. 본 발명은 최적 샘플링 순간을 얻기 위해, 생성된 오버샘플들 사이에서 다항식 보간법 계산을 실행하고, 최적 샘플링 순간에 센터링되는 저역 통과 필터를 이용하여 수신된 신호를 필터링함으로써, 매우 신속히 이러한 최적 샘플링 순간을 회복하는 방법을 제안한다.

도표도

도2

색인어

시분할 다중 접속 패킷 전송 시스템, 패킷 전송 시스템용 수신기, 최적 샘플링 순간 추정 방법.

명세서

도면의 간단한 설명

- 도 1은 본 발명에 따른 전송 시스템의 실시예를 도시하는 도면.
- 도 2는 본 발명에 따른 수신기의 실시예의 일반적인 회로도를 도시하는 도면.
- 도 3은 도 2의 수신기의 바람직한 실시예를 도시하는 도면.
- 도 4는 본 발명에 따른 방법의 일예를 도시하는 도면.

* 도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명 *

- 10: 수신기
- 12: 국부 발진기
- 13: 혼합기
- 16: 제거 필터
- 20: 메모리
- 26: 센터링 수단

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 심벌 주파수로 신호를 수신하는 수신 수단, 심벌 주파수의 증배분의 주파수로 수신된 신호로부터 오버샘플을 생성하는 오버샘플링 수단 및, 생성된 오버샘플에 근거하여, 수신된 신호에 대응하는 지연

을 추정하기 위해 최적 샘플링 순간을 검색하기 위한 장치를 포함하는 패킷 전송 시스템용 수신기에 관한 것이다.

또한, 본 발명은 이러한 수신기를 포함하는 패킷 전송 시스템에 관한 것이다.

또한, 본 발명은 패킷 전송 시스템용의 수신기 단부에서 최적 샘플링 순간을 추정하기 위한 방법에 관한 것으로, 이 방법은, 수신된 신호로써 언급된 신호를 수신하는 단계,

수신된 신호로부터 오버샘플들을 생성하기 위한 오버샘플링 단계,

생성된 오버샘플들에 근거하여, 수신된 신호에 대응하는 지연을 추정하기 위해 최적 샘플링 순간을 검색하는 단계를 포함한다.

본 발명은 인공위성 또는 케이블 전송 분야의 애플리케이션에서 중요시되며, 특히, 복수의 터미널이 시분할 다중 메카니즘에 따른 헤드 스테이션에 데이터 패킷을 전송할 수 있는 복귀 경로 전송의 애플리케이션에서 중요시된다.

무선통신 및 신호 처리의 윌레이 시리즈(Siley Series in Telecommunications and Signal Processing)의 페이지 285 내지 289에 기재된 H.Meyr, M Moeneclay 및 S.Fechtel에 의해 개발된 발명의 명칭이 "디지털 통신 수신기 동기화 채널 추정 및 신호 처리 방법(Digital Communication Receivers Synchronization Channel Estimation and Signal Processing)"에는 최적 샘플링 순간을 계산하는 기술에 대해 개시되어 있다. 대부분의 시분할 전송 시스템에서, 전송기 단부에서 사용된 샘플링 순간을 검색하기 위해 수신기 단부에서 오버샘플링을 발생시키는 것이 필수적이다. 인용된 기술에 개시된 기술은 최대 평균 에너지를 갖는 최적 샘플을 선택하기 위해 각각의 샘플에 대한 평균 에너지의 계산을 언급하고 있다. 이 기술은 많은 계산회수로 인해 비용이 증가하는데, 이는 최적 샘플을 결정하기 전에 전송된 심벌을 대표하는 수신된 모든 샘플의 평균 에너지의 계산이 필요하기 때문이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은 계산 회수를 상당히 제한하며 최적 샘플링 순간을 신속히 회복하는 가능성을 제공하며, 처리 비용을 감소시키는 것이다. 이를 위해, 서두에 개시된 바와 같은 수신기는, 상기 수신 단안이 저역 통과 필터 및 상기 지연 함수으로써 저역 통과 필터를 센터링하는 센터링 단안을 포함하는 것을 특징으로 한다.

본 발명의 중요한 특징에 따르면, 최적 샘플링 순간을 검색하는 장치는 오버샘플의 평균 진폭의 최대치를 결정하기 위한 계산 부재 및, 적어도 3개의 상기 평균 진폭을 통해 다항식을 계산하고, 상기 지연 추정을 검색하기 위한 보간기(interpolator)를 포함한다.

본 발명은 적은 수의 계산으로 최적 샘플링 순간을 매우 신속히 회복하는 가능성을 제공하며, 시스템의 임의의 하나의 터미널로부터 수신된 새로운 모든 패킷에 대한 동작을 실행가능하도록 하는 장점을 갖는다.

본 발명의 이러한 특징 및 다른 특징은 본원에 설명된 실시예들을 참조하여 명확히 설명하였다.

발명의 구성 및 작용

본 발명에 따른 전송 시스템은 도 1에 일례로 도시하였다. 도 1에는 헤드 스테이션(1) 및, 전송 매체(3)를 이용하여 헤드 스테이션에서 데이터를 전송 및 수신할 수 있는 복수의 대화식 터미널(2)이 도시되어 있다. 터미널로부터 헤드 스테이션으로의 전송은 상승 전송으로 규정된다. 헤드 스테이션으로부터 터미널로의 전송은 하강 전송으로 규정된다. 상승 전송시, 헤드 스테이션(1)은 수신기의 함수를 갖는다. 하강 전송시, 각각의 터미널은 수신기의 함수를 갖는다. 전송 매체에 대한 터미널의 액세스는 예를 들면, 시분할 다중 액세스 메카니즘을 사용하여, 주파수분할 다중 액세스 메카니즘과 결합가능하게 실현된다. 전송 매체는 예를 들면, 케이블, 라디오, 인공위성등을 다양한 형태가 될 수 있다.

시분할 패킷 전송 시스템에서, 다른 터미널들은 이들은 전송 클럭이 동기를 이루지 않기 때문에 다른 샘플링 순간에 연속되는 시간 간격으로 데이터 또는 심벌을 전송할 수 있다. 더욱이, 이러한 클럭들은 임의의 지터를 발생시킬 수 있다. 따라서, 동일한 전송기로부터 전송된 2개의 패킷은 동일한 최적 샘플링 순간을 가질 필요가 없다. 더욱이, 채널의 디스토션은 도착시 움직임을 발생시킬 수 있다. (포인트-투-포인트 시스템의 경우에 다른 터미널이 될 수 있는)헤드 스테이션 또는 수신기는 오버샘플링을 발생시켜야 한다. 심벌을 전송하기 위한 전송기 단부에서 사용된 샘플링 순간을 검색하기 위해, 이론적으로 샘플링 주파수의 중배가 되는 클럭을 사용해야 한다. 예를 들면, 오버샘플링 주파수는 심벌 주파수보다 16배 높을 수 있고, 이는 이러한 샘플들이 수신된 심벌의 기간동안 연장되어야 함을 의미한다. 이러한 샘플 중 단일 샘플이 최적이 된다. 즉, 전송기가 심벌을 전송할 때의 순간에 근접하게 된다. 최적 샘플링 순간은 다른 패킷과는 다를 수 있는데, 이는 다른 터미널에 의해 전송된 심벌에 가장 근사한 샘플에 대응하여 헤드 스테이션이 최적 샘플링 순간을 검색하기 위해 시간을 거의 필요로 하지 않기 때문이다. 특히, 본 발명은 최적 샘플링 순간이 실행 동작의 수를 상당히 감소시킴으로써 대부분의 종래의 방법보다 신속히 검색할 수 있는 장점을 갖는다.

본 발명에 따른 수신기(10)의 일반적인 회로도가 도 2에 도시되어 있다. 도 2에는, 반송 주파수로 전송하기 위해 사용된 국부 발진기가 완벽하지 않기 때문에 발생된 제로 플러스 또는 마이너스 주파수 에러에 변환된 신호의 스펙트럼이 센터링되는 방식으로, 심벌 주파수(F_s)로 수신된 신호(14)를 변환하기 위한 국부 발진기(12) 및 혼합기(13)이 도시되어 있다. 변환된 신호는 제거 필터(15)에 의해 필터링되며, $2F_p$ 주위의 프레임 주파수 뿐만 아니라, 시스템에 사용되는 다른 주파수를 제거한다. 여기서, F_p 는 전송기 반송 주파수이다. 제거 필터(16)의 출력으로 확보된 신호는 적분 인자(M)를 갖는 오버샘플링 장치(18)에 의해 샘플링되며, 변환된 신호의 각각의 심벌에 대해 S_k 내지 S_{k+M} 로 표시된 M 오버샘플들을 생성하도록 의도된다. 본 발명에 따라, 오버샘플들은 주파수($M \times F_s$, 여기서, $M \geq 3$)로 생성된다. 최적 샘플링 순간의 정확도

는 T_s/N 으로 표시되는데, 여기서, T_s 는 심벌의 기간이며, N 은 선택 정밀도에 대응하는 심벌 샘플의 수이다. 본 실시예에 따라, 오버샘플링 장치(18)에 의해 생성된 오버샘플들의 수(M)는 N 보다 적거나 동일하며, 여기서, $N \geq M \geq 3$ 이고, 예를 들면, $N=16$ 이고, $M=3$ 이다.

오버샘플들은 도 2의 RAM으로 표시된 메모리(20)에 연속적으로 저장되며, 최적 샘플링 순간을 추정하기 위해 장치(22)에 의해 처리됨으로써, 전송된 심벌에 대응하는 최적 샘플링 순간을 검색하도록 의도된다. 메모리(20)에 저장된 샘플들의 수는 Mk 과 동일하며, 여기서, M 은 패킷내의 심벌의 수이고, k 은 심벌당 오버샘플들의 수이다. 이들은 $0 \times T_s$ 와 동일한 기간에 대응하며, 여기서, T_s 는 심벌의 기간이다. 최적 샘플링 순간을 추정하기 위한 장치(22)는 기간($L \times T_s$)에 대응하며, 메모리(20)에 저장된 샘플들의 일부를 필터링하기 위한 제 1 저역 통과 필터(F_1)를 포함하며, 여기서, $L \leq 0.01$ 이다. 필터(F_1)는 0 근처에서 센터링된 나이퀴스트 예지형으로 구성되며, 전송기 단부에서 사용된 필터에 채택된 최적 필터로써 언급되었다. 최적 샘플링 순간(OSE)을 검색하기 위한 장치(25)는 제 1 필터(F_1)에 의해 필터링된 MkL 샘플들을 수신하는데, 이러한 샘플들에 근거하여, N 가능성의 샘플들 사이에서 전송된 심벌에 대응하는 최적 심벌을 계산하기 위해 M 배의 심벌 주파수(F_s)로 MkL 샘플들을 수신한다. 따라서, 최적 샘플링 순간은 T_s/M 과 동일한 검색 정밀도로 확보된다. 제 1 필터(F_1)에 실질적으로 이상적인 나이퀴스트 예지형의 제 2 저역 통과 필터(F_2)는 패킷의 기간에 걸쳐 메모리(20)에 저장된 샘플들을 필터링하기 위한 시간 즉, 기간($0 \times T_s$)을 갖는 계산 윈도우로 사용된다. k (k 정수)로 위치 또는 수신된 패킷내의 최적 샘플의 $k \times T_s/N$ 으로 표시된 지연으로 공지된 바와 같이, 센터링 수단(26)은 이러한 최적 샘플에 대응하는 지연으로 필터(F_2)를 일시적으로 센터링하기 위해 제공한다. 예를 들면, 필터(F_2)가 프로그래밍 가능 계수를 갖는 디지털 필터인 경우, 센터링 수단(26)은 그 펄스 응답이 사전에 계산된 최적 샘플, 즉, 순간($k \times T_s/N$)으로 센터링될 수 있는 필터(F_2)의 계수를 프로그래밍가능하게 한다. 샘플들은 주파수($M \times F_s$)로 제 2 필터(F_2)의 출력에 공급된다. 심벌 주파수로 신호를 검색하기 위해, 데시메이션 장치(27:decimation device)는 제 2 필터(F_2)의 출력에서의 심벌당 M 개의 샘플들 사이에서 최적 샘플 순간에 대응하는 제 1 샘플만을 선택하기 위해 제공된다.

본 발명에 따른 수신기(20)의 바람직한 실시예는 도 3에 일례로서 도시되어 있고, 도 3에서, 도 2의 블록들의 함수에 일치하는 함수를 갖는 블록들은 동일한 참조 부호로 표시하였다. 최적 샘플링 순간을 검색하기 위한 장치(25)는 샘플링 장치(18)에 의해 생성된 S_0 내지 S_{M-1} 로 표시된 심벌당 M 개의 오버샘플들 중 각각의 오버샘플의 계산 윈도우(L)의 평균 진폭을 계산하며, 최적 샘플의 제 1 추정을 나타내는 최대 평균 진폭을 갖는 샘플을 얻기 위한 계산 부재(251)를 포함한다. 고려된 시스템에 따라, 전송된 심벌을 나타낼 수 있는 오버샘플들의 평균 진폭에 대한 DC함수는 심벌 기간에 단일 최대치를 포함한다. 충분히 오버샘플링 인자(M)를 선택함으로써, 이러한 오버샘플들의 진폭에 대한 미산 함수는 최적 샘플의 제 1 추정을 나타내는 하나의 단일 최대치만을 갖는다. 결과적으로, 보간기(252)는 오버샘플들의 평균 진폭에 대한 DC 함수의 실제 최대치에 더욱 근접한 값을 얻기 위해, 사전에 계산된 최대치사이에서, 계산 부재(251)에 의한 미리 계산된 적어도 3개의 평균값사이에서 보간을 실행한다. 이 새로운 최대치는 x 로 표시된 최적 샘플링 순간의 새로운 추정에 대응한다.

본 발명의 제 1 변형 실시예에 따라, 증배기(253)는 검색된 정확도 리스트상의 계산된 샘플링 순간을 검색하기 위해, 계수(N/M)에 의해 보간기(251)의 출력으로 확보된 추정(x)을 증배하기 위해 제공된다. 계속하여, 비교기(254)의 조력으로, S_k 내지 S_{k-1} 로 표시된 N 개의 가능한 샘플들 중에서, S_k 로 표시된 지수(k)를 갖는 샘플에 대응하는 심벌 기간내에 최적 샘플의 위치를 지시하는 확보된 산물 $x \times N/M$ 에 가장 근접한 정수(k)를 결정한다. 여기서, $0 \leq k \leq N-1$ 이다. 이러한 다양성에 따라, 센터링 수단(26)은 제로 샘플에 관한 $k \times T_s/N$ 과 동일한 지연을 갖는 최적 샘플(S_k)에 제 2 필터(F_2)의 펄스 응답을 센터링한다. 이를 이루기 위해, 센터링 수단(26)은 $M \times F_s$ 로 샘플링된 펄스 응답($h(t)$)이 제로에 관련하여 $-k \times T_s/N$ 에 의해 이동되도록 제 2 필터(F_2)의 계수를 계산한다. 그 뒤, 최적 샘플링 순간에 대한 N 개의 가능성을 나타내는 N 의 N 개의 가능한 값들에 따라 필터의 각각의 계수에 대한 N 개의 가능한 값이 존재하게 된다. 특히, 센터링 수단(26)은 모든 가능한 샘플링 순간에 대한 이러한 값들을 미리 계산하여, 모든 수신된 패킷에 대한 계산을 방지하기 위해 테이블에 이들을 저장한다.

본 발명의 제 2 변형 실시예에 따르면, 센터링 수단(26)은 보간기(252)에 의해 제공된 x 로 표시되는 이론적으로 최적 샘플링 순간에 대한 제 2 필터(F_2)의 계수를 계산할 수 있다. 제 2 변형 실시예에서, 필터 계수는 이론적인 최적 값이 모든 수신된 패킷과 다를 수 있는 독단적인 값이기 때문에 모든 새로운 패킷에 대해 다시 계산되어야 한다. 이러한 변형은 사전 변형보다 메모리 용량을 덜 요구하는 장점을 갖지만, 각 패킷에 대한 모든 필터 계수를 재계산할 수 있도록 큰 계산 전력을 요구하는 결점을 갖는다.

상술한 2개의 변형에 대한 유사성에서, 제 2 필터(F_2) 뿐만 아니라 센터링 수단(26)과 데시메이션 수단(27)을 실현하기 위한 몇몇의 가능한 실행이 존재한다. 예를 들면, 디지털 신호 프로세서로 구성된 컴퓨터 또는 DSP형은 센터링 수단(26)과 데시메이션의 분리 동작을 요구하지 않는 제 1 가능한 실행에 따라 제 2 필터(F_2)를 실현하기 위해 유리하게 사용될 수 있다. 반대로, 데시메이션 동작(27)이 실행될 때, 종래의 필터링 회로는 최적 샘플링 순간을 검색하기 위한 장치(25)에 의해 제공된 계산된 지연(x)의 함수으로써, 적절한 계수 테이블의 선택을 위해 동작하는 센터링 수단(26)과 함께 필터(F_2)에 대해 보다 경제적이다.

데시메이션(27)을 사용하여 실행함으로써, 필터(F_2)는 입력단에서 M 개의 샘플들을 수신하고, 출력단에 M 개의 샘플들을 제공하며, M 개의 샘플들은 입력 샘플에 관련된 $k \times T_s/N$ 에 의해 이동된다. 제 1 샘플만이 중요하기 때문에, M 에 의해 데시메이션을 위한 장치(27)는 제 1 샘플만을 선택하기 위한 제 2 필터의 출력에 공급될 수 있다. 다른 한편, 데시메이션없이 실행하면, 주파수(F_s)로 최적 샘플을 생성하기 위해, 패킷의 기간($0 \times T_s$)에 걸쳐 단지 한번만 필터링을 권불루션하는 방식으로 신호 프로세서를 프로그래밍하는데 장점을 갖는다. 다른 샘플들의 계산은 불필요하다. 이러한 실행에 따르면, 필터링과 데시메이션이 필터(F_2)에 의해 동시에 실행되기 때문에, 분리된 데시메이터(27)를 제공할 필요가 없다.

그 결과로 평균 진폭을 계산하기 위해 사용된 방법과는 무관하게 된다. 예를 들면, T_s 로 표시된 전송된 심벌의 기간동안 공간화된 부분, 즉, 수신된 패킷내의 동일한 위치를 가지며 사용된 계산 윈도우에 포함된 모든 샘플들의 스캐어 파² (square power)의 합을 계산하는 각각의 샘플로 이루어진 스캐어 파² 방법 또는, 스캐어 파²의 합대신에 절대값의 합이 계산되는 시각 다이어그램으로써 공지된 방법을 사용할 수 있다.

도 4는 본 발명에 따른 최적 샘플링 순간을 추정하는 방법의 바람직한 실시예의 다른 단계를 도시하는데, 최적 샘플을 추정하기 위한 장치(22)에서 수행될 수 있다. 이 방법은 다음의 단계 즉,

단계(40); 예를 들면, 전송된 심벌들을 나타내는 데이터 패킷을 포함하는 신호를 수신하는 수신 단계로서, 각각의 패킷은 D 개의 심벌들을 포함하는 수신 단계,

단계(41); 기저대역에서 수신된 신호를 변환하는 단계,

단계(42); 심벌당 M 개의 샘플($M > 2$)을 확보하기 위해 기저대역 신호를 오버샘플링하는 단계,

단계(43); $D \times T_s$ 와 동일한 기간동안, 수신된 진폭의 크기에 대응하는 샘플들을 저장하는 단계(여기서, D 는 하나의 패킷에 있는 심벌의 수이다),

단계(44); L의 값은 (L의 값이 너무크지 않은)전송기와 수신기사이의 샘플링 주파수 또는 반송 주파수 쪽과 같은 시스템의 불완전성 또는, (L의 값이 너무 작지 않은)잡음에 의존할 수 있으며, 예를 들면, $L=128$ 인 심벌을 얻을 수 있는 전송기 단부에서 사용된 필터에 채택되는 제 1 나이퀴스트 에지 필터를 이용하며, $L \times T_s$ 와 동일한($L \leq D$) 기간동안 저장된 패킷 조각을 제 1 저역통과 필터링하는 단계,

단계(45); 최적 샘플의 지연을 추정하는 단계,

단계(46); 상기 지연에 대응하는 순간에 제 2 필터를 센터링하기 위해 단계(45)에서 추정된 지연의 함수로써, 제 2 나이퀴스트 에지 디지털 필터의 계수를 계산하는 단계,

단계(47); 제 2 나이퀴스트 필터의 조력으로, $D \times T_s$ 와 동일한 기간동안 단계(43)동안 저장된 모든 샘플들을 제 2 저역통과 필터링하는 단계 및,

단계(48); 최적 샘플에 대응하는 제 2 필터링의 출력단에 공급된 M 개의 샘플의 심벌당 하나의 샘플만을 보존하기 위해 가능한 데시메이션을 실행하는 단계를 포함한다.

단계(45)는 다음의 부-단계를 포함한다.

즉, 단계(451); 소정의 샘플링 순간($0 \leq k < M-1$ 에 대해 $k \times T_s/M$)과 최대치의 데시메이션을 갖는 심벌당 저장된 M 개의 샘플들의 평균 진폭에 대한 기간($L \times T_s$)을 갖는 관측 윈도우에서 이산 합수를 계산하는 단계,

단계(452); 최대치 사이에서, 단계(451)에서 계산된 함수의 소정 포인트수를 통과시키는 2와 동일하거나 더 큰 정도의 다항식의 최대치에 대응하는 $x(0 \leq x \leq M)$ 로 표시된 최적 순간을 결정하기 위해 다항식 보간법을 실행하는 단계 및,

단계(453); N 개의 가능한 순간사이에서, $k \times T_s/M$ 과 동일한 최적 샘플링 순간을 결정하기 위해, 검색된 정밀도에 대한 사전에 계산된 순간에 대응하는 값($x \times N/M$)에 가장 근접한 정수(k)의 데시메이션을 실행하는 단계를 포함한다.

단계(452)에서 실행된 보간법에 대해서는 심벌당 저장된 M 개의 샘플들 중에서 3개의 포인트 사이에서 포물선 다항식이 양호한데, 심벌당 평균 진폭은 최대 평균 진폭을 갖는 B 및 S_0 로 표시된 샘플과 S_1 와 S_2 및 A와 C로 각각 표시된 2개의 인접한 샘플들 중에서, 단계(451)에서 계산된다. 이러한 샘플들 각각의 평균 진폭은 F_B , F_A 및 F_C 로 표시된다. S_0 가 제로 샘플인 경우, S_1 는 -1이 되어야 하며, 그 평균 진폭(F_A)은 M-1로 표시된 샘플에 대해 계산된 평균 진폭과 동일하다. S_2 가 M-1로 표시된 샘플인 경우, S_2 는 샘플(M)과 동일하며, 그 평균 진폭(F_C)은 제로 샘플에 대해 계산된 것과 동일하다. 이러한 3개의 샘플사이의 포물선 보간법은 [수학식1]에 의해 규정된 순간(x)를 산출한다.

$$x = B - (1(B-A)^2(FB-FC) - (B-C)^2(FB-FA)) / (2(B-A)(FB-FC) - (B-C)(FB-FA))$$

x의 값은 0 과 M사이에서 있어야 한다. $x < 0$ 일 때, M01 합산되어야 하며, $x \geq M$ 일 경우에는, M01 [수학식1]에 의해 얻어진 x의 값으로부터 차감되어야 한다. 단계(452)는 이전의 반복에서 계산된 x의 값으로 [수학식1]에서 B를 대체하고, 대응하는 샘플 순간 뿐만 아니라, A, B 및 C 사이에서 x에 근접한 2개의 샘플의 진폭과 순간에서 샘플의 진폭을 각각 F_B, F_A, F_C 및 B, A, C에 할당함으로써, 결과의 정밀도를 향상하기 위해, 몇차례 반복될 수 있다.

발명의 효과

따라서, 본 발명은 계산 회수를 상당히 제한하며 최적 샘플링 순간을 신속히 회복하는 가능성을 제공하며, 처리 비용을 감소시키는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1. 심벌 주파수(F_s)로 신호를 수신하는 수신 수단, 심벌 주파수의 증배분의 주파수($M \times F_s$)로 상기 수신된 신호로부터 오버샘플들(S_0 내지 S_{M-1})을 생성하는 오버샘플링 수단(18) 및, 이 생성된 오버샘플

들에 근거하여, 상기 수신된 신호에 대응하는 지연(x)을 추정하기 위해 최적 샘플링 순간을 검색하기 위한 장치(22)를 포함하는 패킷 전송 시스템용 수신기에 있어서,

상기 수신 수단은 저역 통과 필터(F2) 및 상기 지연의 함수로써 저역 통과 필터를 센터링(centering)하기 위한 센터링 수단(26)을 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 2. 제 1 항에 있어서,

상기 저역 통과 필터(F2)는 상기 지연의 함수로써 상기 센터링 수단(26)에 의해 계수가 결정되는 나이퀴스트 에지(Nyquist edge)를 갖는 디지털 필터인 수신기.

청구항 3. 제 1 항에 있어서,

상기 최적 샘플링 순간을 검색하기 위한 장치(25)는 상기 오버샘플들의 평균 진폭의 최대치를 결정하기 위한 계산 부재(251) 및, 최대 진폭 사이에서, 적어도 3개의 상기 평균 진폭을 통해 다항식을 계산하여, 상기 지연 추정을 얻기 위한 보간기(252)를 포함하는 수신기.

청구항 4. 적어도 전송기(2)로부터 수신기(1)로 패킷을 전송하기 위한 패킷 전송용 시스템으로서, 상기 수신기는 심벌 주파수(F_s)로 신호를 수신하는 수신 수단, 심벌 주파수의 증배분의 주파수($M \times F_s$)로 상기 수신된 신호로부터 오버샘플들(S_0 내지 S_{M-1})을 생성하는 오버샘플링 수단(18) 및, 이 생성된 오버샘플들에 근거하여, 상기 수신된 신호에 대응하는 지연(x)을 추정하기 위해 최적 샘플링 순간을 검색하기 위한 장치(22)를 포함하는 패킷 전송용 시스템에 있어서,

상기 수신 수단은 저역 통과 필터(F2) 및 상기 지연의 함수로써 저역 통과 필터를 센터링(centering)하기 위한 센터링 수단(26)을 포함하는 것을 특징으로 하는 패킷 전송용 시스템.

청구항 5. 패킷 전송 시스템용의 수신기 단부에서 최적 샘플링 순간을 추정하기 위한 최적 샘플링 순간 추정 방법으로서, 수신된 신호로써 언급된 신호를 수신하는 단계,

상기 수신된 신호로부터 오버샘플들을 생성하기 위한 오버샘플링 단계(42) 및,

이 생성된 오버샘플들에 근거하여, 상기 수신된 신호에 대응하는 지연을 추정하기 위해 최적 샘플링 순간을 검색하는 단계(45)를 포함하는 최적 샘플링 순간 추정 방법에 있어서,

상기 지연의 함수로써 저역 통과 필터를 센터링하기 위한 센터링 단계(46) 및,

상기 센터링된 저역 통과 필터를 이용하여 상기 수신된 신호를 필터링하기 위한 저역 통과 필터링 단계(47)를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 샘플링 순간 추정 방법.

청구항 6. 패킷 전송 시스템용의 수신기 단부에서 최적 샘플링 순간을 추정하기 위한 최적 샘플링 순간 추정 방법으로서, 수신된 신호로써 언급된 신호를 수신하는 단계,

상기 수신된 신호로부터 오버샘플들을 생성하기 위한 오버샘플링 단계(42) 및,

이 생성된 오버샘플들에 근거하여, 상기 수신된 신호에 대응하는 지연을 추정하기 위해 최적 샘플링 순간을 검색하는 단계(45)를 포함하는 최적 샘플링 순간 추정 방법에 있어서,

상기 최적 샘플링 순간(45)을 검색하는 상기 검색 단계(45)는 상기 샘플들의 평균 진폭의 함수로써 최대치를 결정하며, 상기 지연 추정을 얻기 위해 포물선 보간법을 실행하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 샘플링 순간 추정 방법.

도면

도면1

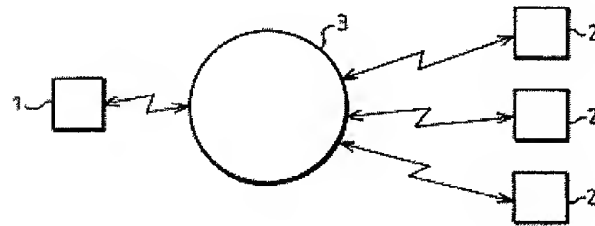


FIG. 2

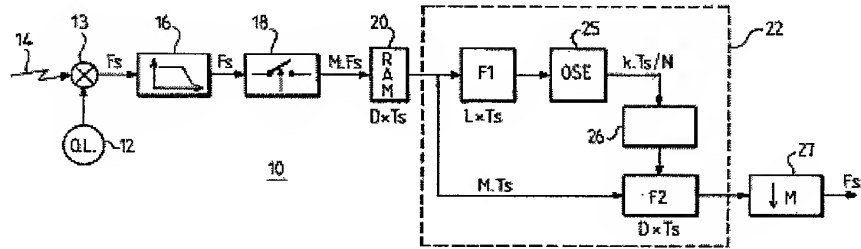


FIG. 3

